

⑫ 公開特許公報(A) 昭61-39621

⑤ Int. Cl.⁴ 識別記号 庁内整理番号 ④ 公開 昭和61年(1986)2月25日
H 03 K 9/08 7259-5J
H 03 F 3/217 7827-5J
H 03 H 7/01 7328-5J 審査請求 未請求 発明の数 1 (全5頁)

⑭ 発明の名称 パルス幅変調型パワーアンプの復調フィルタ

⑮ 特 願 昭59-160022

⑯ 出 願 昭59(1984)7月30日

⑰ 発 明 者 黒 崎 哲 也 神戸市兵庫区御所通1丁目2番28号 富士通テン株式会社
内

⑱ 出 願 人 富士通テン株式会社 神戸市兵庫区御所通1丁目2番28号

⑲ 代 理 人 弁理士 青 柳 稔

明 細 書

1. 発明の名称

パルス幅変調型パワーアンプの
復調フィルタ

2. 特許請求の範囲

(1) 入力アナログ信号でキャリアをパルス幅変調してその被変調パルス信号を電力増幅した後、ローパスフィルタで復調するパルス幅変調型パワーアンプの復調フィルタにおいて、キャリア成分を除去する帯域除去フィルタを該ローパスフィルタの前段に接続してなることを特徴とするパルス幅変調型パワーアンプの復調フィルタ。

(2) 帯域除去フィルタのインダクタンスとローパスフィルタのインダクタンスに一連のコイルを区分して使用することを特徴とする、特許請求の範囲第1項記載のパルス幅変調型パワーアンプの復調フィルタ。

(3) 基本波および高調波に対する各帯域除去フィルタの容量を同じ値にして、それらと並列共振回路を構成する各インダクタンスの値を異ならせてな

ることを特徴とする、特許請求の範囲第2項記載のパルス幅変調型パワーアンプの復調フィルタ。

3. 発明の詳細な説明

(産業上の利用分野)

本発明は、D級増幅器の一種であるPWM(パルス幅変調)型パワーアンプの復調フィルタに関する。

(従来の技術)

増幅動作がスイッチング素子のオン、オフで行えるために高効率となるPWM型パワーアンプは、概略第5図のような構成をとる。図中、1は方形波発振部で、その出力(方形波)をミラー積分部2で積分し、さらに三角波増幅部3で増幅することにより、第6図に示すように一定周期の三角波Tが得られる。この三角波Tをパルス幅変調用の比較器4の一方の入力に与える。この比較器4の他方の入力、音声用プリアンプ部5で増幅され、さらにリミッタ部6で振幅制限された音声入力信号V_{in}である。従って、比較器4の出力Pは2入力の大小関係に応じて変換されたパルス幅を有す

るパルス列となり、比較器4で音声入力信号 V_{in} を反転入力とし、三角波 T を非反転入力とすれば、パルス列 P は第6図のようなPWM信号波となる。

増幅動作はこのPWM信号 P について行われる。7はこのためのパルスインプ部であり、また8はパルス電力増幅部である。このドライブ部7及び増幅部8はスイッチング素子で構成され、その増幅出力はPWM信号 P の振幅だけがスイッチング素子のオン、オフで増幅された形になる。この増幅部8の出力の一部は帰還部9を通して比較器4の反転入力に負帰還されることもある。そして該増幅出力から音声出力信号 V_{out} を復調するためにフィルタ部10が設けられる。このフィルタ部10の基本形は、第7図に示すようにインダクタンス(コイル) L_0 と容量(コンデンサ) C_0 からなるローパスフィルタ(LPF)であり、これにより高周波成分(キャリア分)を除去すると、第6図のように音声入力信号 V_{in} と逆相の音声出力信号 V_{out} が復調される。

(発明が解決しようとする問題点)

3

この点を避けるために L の値を大きくすれば高域に対するインピーダンスは上昇する(i_0 が減る)が、その分スピーカ両端での総合周波数特性も影響を受け、第8図例のように高域が減衰してしまう。このような理由から理論的には100%であるPWMパワーアンプの効率が十分に生かされないのが実情である。本発明は帯域除去フィルタ(BEF)を用いることでこの点を解決し、PWMパワーアンプの高効率化を図ろうとするものである。

(問題点を解決するための手段)

本発明は、入力アナログ信号でキャリアをパルス幅変調してその被変調パルス信号を電力増幅した後、ローパスフィルタで復調するパルス幅変調型パワーアンプの復調フィルタにおいて、キャリア成分を除去する帯域除去フィルタを該ローパスフィルタの前段に接続してなることを特徴とするものである。

(作用)

キャリア成分除去用の帯域除去フィルタは後段

一般に、LPFを L 、 C で構成する場合は第7図のように逆L型に接続する。これで-12dB/octの遮断特性を得ることが出来るが、より急峻な特性を得たい場合にはこれを縦続接続する手法がとられている。しかし、PWM形式のパワーアンプの出力段にこのようなLPFを直接接続すると次の様な不具合が生じる。つまり、第7図の回路ではスピーカ11のもつインピーダンス特性(インダクタンス L')と、フィルタ10のもつ伝達関数により、第8図例のような遮断特性を示す。この時のカットオフ周波数 f_c は、通常の全帯域スピーカシステムでは20KHz付近に設定される。またPWMのサンプリング周波数(三角波 T の繰り返し周波数)を f_s とすると、通常50KHz $< f_s < 300$ KHz程度に設定される。

これによってキャリア分は除去されて、信号が復調されるわけであるが、このままではキャリアの周波数に対してLPFは非常に重い負荷となり、無信号時でも出力電流 i_0 が大きく流れてしまう。

4

のローパスフィルタに到達するキャリア成分を著しく減衰させる。しかし、信号帯域(20Hz \sim 20KHz)は通過させるのでローパスフィルタでの復調に支障はない。このことにより無信号時の出力電流 i_0 を減少させることができるので、PWM型パワーアンプの効率を改善することができる。以下、図示の実施例を参照しながらこれを詳細に説明する。

(実施例)

第1図は本発明の一実施例を示す回路図で、フィルタ部(復調フィルタ)10はキャリア成分に対する帯域除去フィルタBEF1を前段に、そして復調用のローパスフィルタLPFを後段に配した構成となっている。フィルタBEF1はインダクタンス L_1 と容量 C_1 の並列共振回路で、その共振点がキャリア(サンプリング)周波数 f_s に設定してある。フィルタLPFはインダクタンス L_0 と容量 C_0 を逆L型に接続したもので、20 \sim 20KHzのアナログ信号復調に用いられる。

電力増幅部8の無信号時の出力はキャリア成分

6

5

だけであり、第2図(a)のようにデューティ50%のバース列*f*(*t*)である。このバース列*f*(*t*)の振幅を±*A*としてフーリエ級数展開すると

$$f(t) = 8fsA \left(\sin t + \frac{1}{3} \sin 3t + \frac{1}{5} \sin 5t + \dots \right) \quad \dots (1)$$

$$= 8fsA \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin nt$$

となる。第2図(b)はフィルタBEF₁の周波数特性であるが、その共振周波数*f*₀は

$$f_0 = fs = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad \dots (2)$$

に設定してある。従って、このフィルタBEF₁の*f*_sに対するインピーダンスは無限大になり、(1)式の第1項で示されるキャリアの基本波成分を通過させない。このため無信号時にはフィルタLPFに流れる電流(第7図の*i*₀)は著しく減少するので効率が改善される。勿論、変調がかかればバース列*f*(*t*)のデューティは50%以外の値になるので、フィルタBEF₁を通過する成分が現われる。これは変調成分であるから、これをフィルタLPFに与えることで増幅されたアナログ信

号OUTが復調される。

第3図は更に効率を改善するために帯域除去フィルタを多段に接続した本発明の他の実施例である。(1)式で示したようにバース列*f*(*t*)は基本波成分 $\sin t$ の他に、3次高調波 $\sin 3t$ 、5次高調波 $\sin 5t$ 、……を含む。従って、高効率化のためには高調波成分の除去も必要である。但し、各振幅は1/3、1/5、……と順次低下するので、基本波成分を1として3次、5次、……の奇数次高調波成分の合計の割合を求めると

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \quad \dots (3)$$

となる。この式から*n* = 5までの和を求めると0.878となる。従って、*n* = 5までの高調波を除去すると

$$\frac{(\text{基本波})}{(\text{基本波}) + (\text{全高調波})} \approx 53(\%)$$

で示される分だけ、無駄に消費される電流が減少する。

第3図はこれを実現した実施例で、BEF₁は

7

基本波成分*f*_sに対する帯域除去フィルタ、BEF₂は3次高調波3*f*_sに対する帯域通過フィルタ、BEF₃は5次高調波5*f*_sに対する帯域除去フィルタである。*L*₁～*L*₃および*C*₁～*C*₃は各フィルタBEF₁～BEF₃を構成するインダクタンスおよび容量で、それぞれ以下の関係にある。

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = fs$$

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} = 3fs$$

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_3 C_3}} = 5fs$$

第4図は第3図の具体例で、インダクタンス*L*₁～*L*₃は一連のコイル101を区分して使う点に1つの特徴がある。第2の特徴は容量*C*₁～*C*₃を全て同じ値にし(*C*₁ = *C*₂ = *C*₃)、共振周波数*f*_s、3*f*_s、5*f*_sはインダクタンス*L*₁

9

8

～*L*₃を異ならせることで設定する点である。考え方としては*L*₁～*L*₃を一定にして*C*₁～*C*₃を異ならせる方法もあるが、本例のように一連のコイル101を区分して*L*₁～*L*₃を異ならせる方法は単に巻数*T*₁～*T*₃を選ぶだけで良く、*C*₁～*C*₃を異ならせる方法より素子選定等の面で実現しやすい。この観点から第4図の例では*L*₁ = 3*L*₂ = 5*L*₃となる点(巻数では*T*₁ = 3*T*₂ = 5*T*₃)に中間タップを出し、同じ値の*C*₁～*C*₃を並列に接続してある。

(発明の効果)

以上述べたように本発明によれば、PWM信号のキャリア分を除去するフィルタをローパスフィルタの前段に設けたので、アナログ信号を復調する該ローパスフィルタにキャリア成分による電流が流れにくくなり、その分PWM型パワーアンプの効率が改善される利点がある。

4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の一実施例を示す回路図、第2図は帯域除去フィルタ特性の説明図、第3図は本

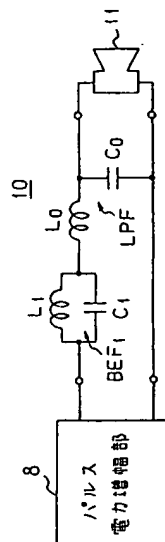
10

発明の他の実施例を示す回路図、第4図はその具体例を示す回路図、第5図はPWM型パワーアンプの一例を示すブロック図、第6図はその動作波形図、第7図は従来の復調フィルタの一例を示す回路図、第8図はその特性図である。

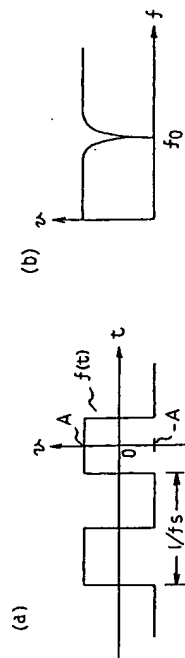
図中、1は方形波発振部、3は三角波増幅部、4はPWM用比較部、8はパルス電力増幅部、10はフィルタ部（復調フィルタ）、11はスピーカ、101はコイル、LPFはローパスフィルタ、BEF₁～BEF₃は帯域除去フィルタ、C₀～C₃は容量、L₀～L₃はインダクタンスである。

出願人 富士通テン株式会社
代理人弁理士 青柳 稔

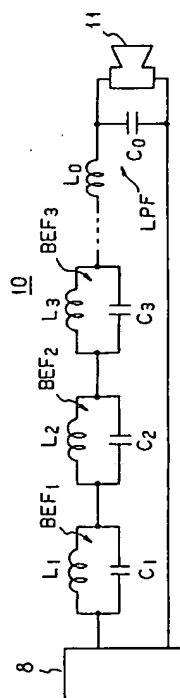
第1図



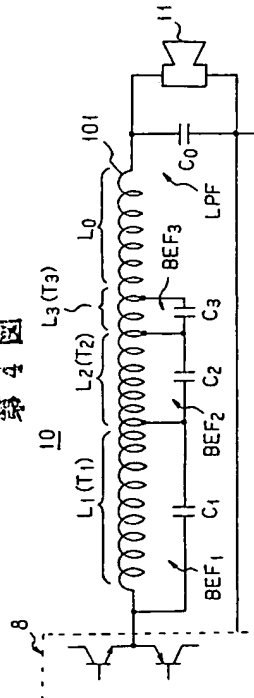
第2図



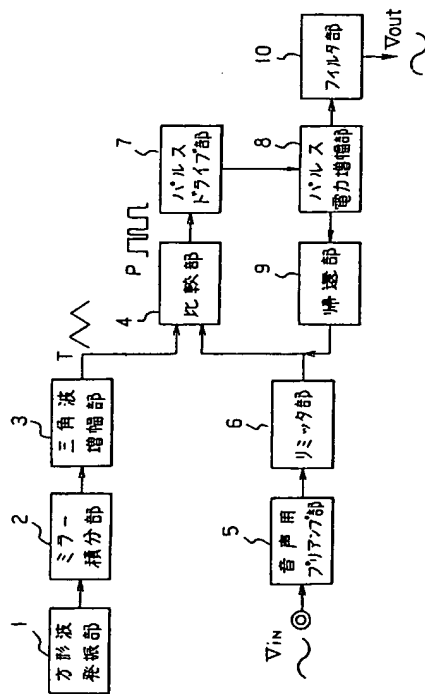
第3図



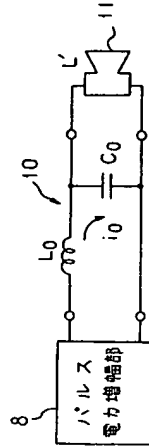
第4図



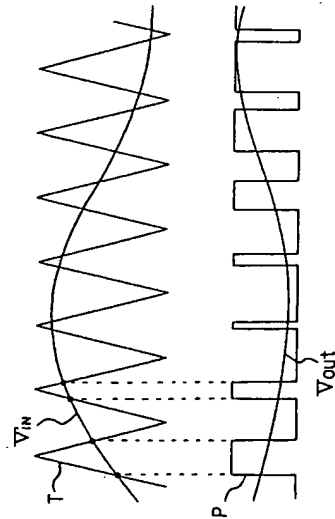
第5図



第7図



第6図



第8図

